KWARTALNIK TELEKOMUNIKACYJNY

1946

Nr. 1

ROK 1946 NR 1

KWARTALNIK TELEKOMUNIKACYJNY

CZASOPISMO

WYDAWANE PRZEZ SEKCJĘ TELETECHNICZNĄ STOWARZYSZENIA ELEKTRYKÓW POLSKICH
przy poparciu MINISTERSTWA POCZT I TELEGRAFÓW

Dr. inż. WITOLD NOWICKI

Opóźnianie dowolnych przebiegów metodą elektryczną

THE RETARDATION OF THE ARBITRARY ELECTRICAL CURRENTS BY MEANS OF ELECTRICAL METHOD

STRESZCZENIE

Artykuł jest poświęcony zagadnieniom opóźniania dowolnych (a więc niesinusoidalnych) przebiegów elektrycznych o żądany czas T (msec) przy pomocy układów złożonych z R, L i C. Po zapoznaniu czytelnika z możliwościami praktycznego zastosowania układów opóźniających (opóźniaczy) autor informuje o metodzie projektowania opracowanej przez uczonego japońskiego K. Nagai, a odnoszącej się do opóźniaczy pasma ograniczonego z jednej strony częstotliwością 0 tj. pasma od 0 do f_g (układ dolnoopóźniający). Następnie autor uzasadnia możliwość konstruowania opóźniaczy pasma od $f_d > 0$ do $f_g > f_d$ (układ środkowoopóźniający), skąd okazuje się, że przy zastosowaniu metody zaproponowanej przez autora uzyskuje się przy zastosowaniu tej samej ilości elementów (cewek i kondensatorów) średnie opóźnienie w paśmie opóźnianym

$$\frac{f_g}{f_g - f_d}$$

razy większe, niż przy zastosowaniu opóźniaczy K. Nagai.

Na zakończenie autor podaje wyniki badań (zdjęcia oscylograficzne) opóźniacza wytwarzającego opóźnienie ok. 4,5 msec w zakresie 955 ÷ 1140 Hz, zbudowanego z 4 cewek, 4 kondensatorów i 1 transformatora.

Artykuł zawiera wszystkie niezbędne dane dla zaprojektowania opóźniacza, jeśli dane są: pasmo opóźniane (f_d, f_g), opóźnienie żądane (T), opór dopasowania (Ro) oraz dopuszczalne odchylenie opóźnienia od wartości średniej $\triangle$ = 1%, lub 3%, lub 10%.

SUMMARY

This paper is devoted to the problems of the retardation by a given time T (ms) of the arbitrary electrical processes (i. e. non-sinusoidal) by means of networks consisting of R (resistance), L (inductance), and C (capacitance). The author having acquainted the reader with the possibilities of the practical applications of the retardation networks presents the designing method worked out by the Japanese scientist K. Nagai. Nagai's work concerns the retardation networks, frequency band of which is limited from one side by zero frequency, that means that the band is extending from 0 to f_g (lowretardation network). Then the author proves the possibility of constructing the retardation networks with the band stretched between frequencies $f_d > 0$ and $f_g > f_d$ (band-retardation network). It appears evident by applying the author's method with the same number of elements (coils and condensers) that it is possible to obtain the average retardation time in the retarded band

$$\frac{f_g}{f_g - f_d}$$

times greater than by means of K. Nagai's retardation networks.

In conclusion the author presents the experimental results (oscillographic records) of the retardation networks producing approximately 4.5 milliseconds retardation in the range from 955 to 1,140 c/s, and consisting of 4 coils, 4 condensers, and 1 transformer.

This paper contains all dates necessary for designing purposes of the retardation network, if the following values are known: frequency band to be retarded (f_d, f_g,) required time of retardation (T), matched impedance (R_o), and admissible deviation of the retardation from its average value $\triangle$ = 1 per cent, or 3 per cent, or 10 per cent.

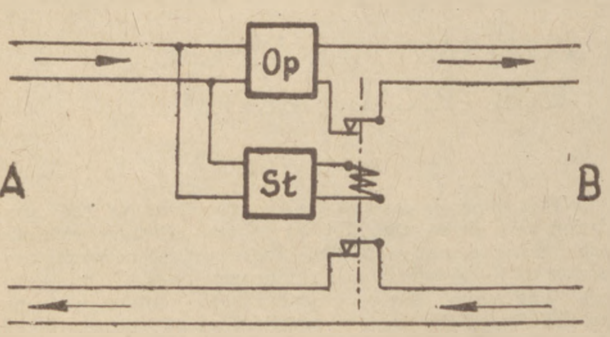
1. CEL I ZASTOSOWANIE URZĄDZEŃ OPÓŹNIAJĄCYCH

Przy rozwiązywaniu niektórych zagadnień telekomunikacyjnych, może zachodzić potrzeba konstruowania urządzeń zdolnych o p ó ź n i ć o określony czas te lub inne przebiegi elektryczne np. prądy telefoniczne, prądy telegraficzne, impulsy tarczy numerowej itp. Urządzenia takie nazwiemy o p ó ź n i a c z a m i. Niniejszy artykuł poświęcony jest opóźniaczom e l e k t r y c z n y m, a więc takim, które w działaniu swym nie posługują się przekształcaniem energii elektrycznej w inny rodzaj energii, i odwrotnie.

Można przytoczyć szereg przypadków zastosowania opóźniaczy.

A. *Blokada torów telekomunikacyjnych.*

Prądy elektryczne płynące pewnym torem telekomunikacyjnym od stacji A do stacji B mają za zadanie po dojściu do pewnego punktu tego toru „otworzyć" sobie dalszą drogę dotychczas przerwaną, a jednocześnie „zamknąć" drogę prądom płynącym torem powrotnym od stacji B do stacji A. Analogiczne urządzenie może działać również od prądów płynących torem powrotnym — rys. 1.



Rys. 1. Blokada toru telekomunikacyjnego

Urządzenia takie stosuje się dla usuwania ewentualnych sprzężeń zwrotnych między torami, dla tłumienia echa itp. Rolę „otwierania" i „zamykania" dróg czyli s t e r o w a n i a spełniają zazwyczaj układy lampowe działające od napięcia zjawiającego się w danym punkcie toru; można je nazwać s t e r o w n i k a m i.

Cechą charakterystyczną każdego sterownika jest między innymi:

1) że działa on począwszy od pewnego dostatecznie dużego napięcia wejściowego (napięcia k r y t y c z n e g o U_{kr}), oraz

2) że posiada on pewien skończony c z a s r e a k c j i t_r.

W związku z powyższym część przesyłanych z n a k ó w telekomunikacyjnych odpowiadająca pewnej części przesyłanej w i a d o m o ś c i zostaje bezpowrotnie stracona, a mianowicie:

— wskutek cechy 1) zostaje stracona ta część znaku, która poprzedza napięcie krytyczne U_{kr}, jej czas trwania oznaczmy przez t_p[1];

— wskutek cechy 2) zostaje stracona ta część znaku, która „zdąży przejść" przez punkt toru, w którym włączono sterownik, w okresie czasu t_r między chwilą zjawienia się napięcia krytycznego, a chwilą zadziałania sterownika.

Można uniknąć straty części znaków, jeśli wtrącić w tor telekomunikacyjny między odgałęzieniem prowadzącym do sterownika, a punktem blokady toru, opóźniacz, którego opóźnienie dla częstotliwości przesyłanych znaków jest stałe i większe od $t_p + t_r$. Zależnie od charakteru przesyłanych znaków (telegrafia prądem stałym, telegrafia prądem zmiennym, telefonia, telewizja itp.) potrzebny będzie do tego celu opóźniacz obliczony na ten lub inny zakres częstotliwości.

W podanym układzie istnieje niebezpieczeństwo, że w chwilach przerwy między następującymi po sobie znakami, przekaźnik puści, przerywając obwód toru wtedy, gdy trwa jeszcze nadawanie znaków zakumulowanych w opóźniaczu. Aby wykluczyć tę możliwość, należy uczynić opóźnienie przekaźnika na puszczanie większe od opóźnienia opóźniacza.

Zamiast przekaźników mechanicznie działających, można stosować przekaźniki elektronowe, lub inne.

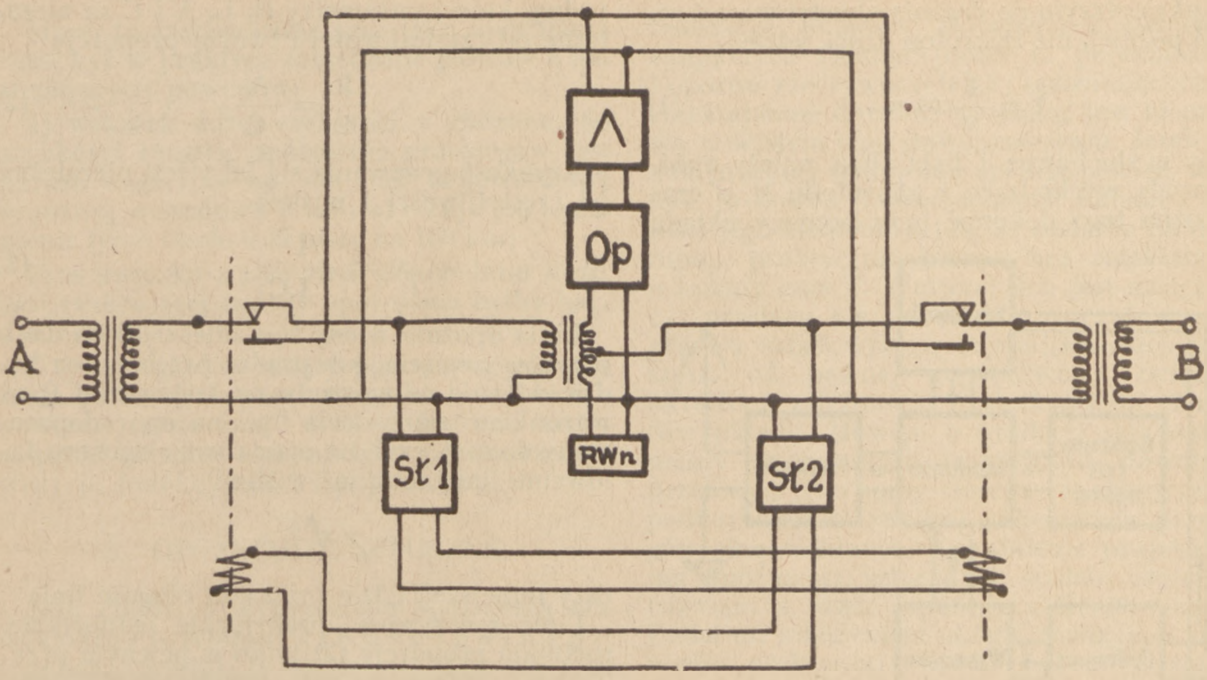
B. *Automatyczna zmiana kierunku wzmocnienia.*

Wzmacniacz jednokierunkowy włączony w tor telekomunikacyjny, wzmacnia prądy przepływające w jednym z kierunków podczas, gdy dla drugiego kierunku jest praktycznie nieprzepuszczalny. Jeżeli chcemy dany tor wyzyskać na przemian dla obu kierunków przepływu energii, nie mając dostępu do samego wzmacniacza, to możemy użyć do tego celu urządzeń sterujących i opóźniacza, np. w układzie, jak na rys. 2.

Sterownik St 1 działa od prądów kierunku AB, zaś sterownik St 2 — od prądów kierunku BA. Równoważnik Rwn opóźniacza uniemożliwia prądom ominięcie wzmacniacza. Włączenie wzmacniacza do linii jest możliwe tylko w chwili, gdy nie ma prądów płynących z przeciwnego kierunku. Aby uniknąć niebezpieczeństwa straty części znaków, trzeba uczy-

———

[1]) Można coprawda uczulając sterownik zmniejszać dowolnie napięcie U_{kr}, a więc i czas t_p, to jednak nie można z tym iść za daleko, gdyż urządzenie staje się wówczas wrażliwe na zakłócenia (trzaski, szmery).



Rys. 2. Automatyczna zmiana kierunku wzmocnienia

nić (podobnie, jak w zastosowaniu A) opóźnienie przekaźnika na puszczanie większe od opóźnienia opóźniacza. Ponadto, jeżeli czasy przerwy między znakami są większe, niż opóźnienie opóźniacza, to istnieje możliwość, że stacja przeciwna przerwie nam proces nadawania, zmieniając kierunek wzmocnienia. Można uniknąć tej ewentualności czyniąc opóźnienie przekaźnika na puszczanie większym od największego przewidywanego czasu przerwy między znakami.

C. *Modulacja amplitudy ze stałą głębokością modulacji*

(system Harbicha, Pungsa i Gerdra = Hapug [2]).

W normalnej modulacji, w której amplituda fali nośnej pozostaje stała, głębokość modulacji zmienia się w znacznych granicach. W związku z tym stosunek mocy wstęg bocznych do mocy fali nośnej jest również zmienny i moc fali nośnej w chwilach płytkiej modulacji (piano) pozostaje niewykorzystana. Aby wykorzystać skuteczniej moc fali nośnej, należy sterować jej amplitudą w takt zmiany prądu modulującego, zwiększając amplitudę fali nośnej, gdy prąd modulujący wzrasta, i zmniejszając ją, gdy prąd modulujący maleje. Uzyskuje się dzięki temu praktycznie stałą głębokość modulacji. Czynność tę spełnia sterownik kierowany napięciem modulującym i odpowiednio oddziaływujący na urządzenie modulacyjne — rys. 3. Aby niedopuścić do zniekształceń, jakie mogłyby powstać wskutek nie nadążania sterownika za szybko postępującymi po sobie zmianami prądu modulującego (piano — forte), należy między odgałęzieniem do sterownika, a wzmacniaczem prądów modulujących wtrącić opóźniacz.

D. *Synchronizacja radiostacyj nadawczych nadających jeden i ten sam program* (według prof. dr. inż. J. Groszkowskiego).

2 radiostacje nadawcze pracujące na tej samej fali są modulowane prądami otrzymywanymi z jednego i tego samego studia znajdującego się np. w pobliżu radiostacji A — rys. 4. Aby radioabonent znajdujący się w punkcie, w którym natężenie pól obu radiostacyj jest tego samego rzędu, miał odbiór niezniekształcony, konieczne jest prócz synchronizowania fal nośnych, synchronizowanie prądów modulujących. Ponieważ program ze studia przesyłany jest do radiostacji B za pośrednictwem linii dającej z natury rzeczy pewne opóźnienie, przeto takie same opóźnienie powinno być wytworzone między studiem, a bliską radiostacją A. Rolę tę może spełnić właściwie zaprojektowany opóźniacz.

E. *Wyznaczanie kierunku, z którego nadchodzą drgania akustyczne.*

Fale dźwiękowe nadchodzą z kierunku tworzącego nieznany kąt z linią prostą, łączącą 2 mikrofony M_1 i M_2 — rys. 5. Jeżeli odstęp między mikrofonami jest l, a szybkość fal dźwiękowych v, to jeden z mikrofonów (M_2 na

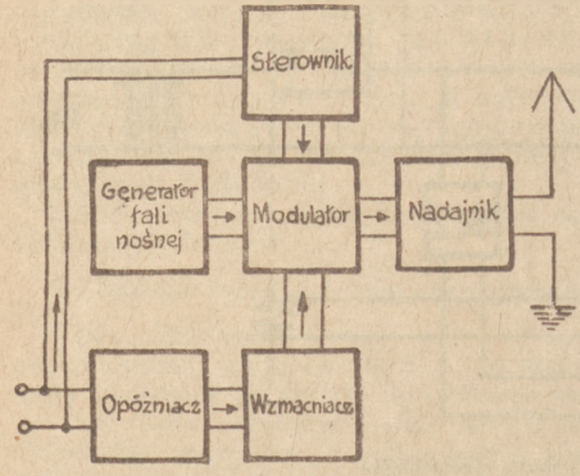
——————

[2]) patrz np. Vilbig F. „Lehrbuch der Hochfrequenztechnik“.

rysunku) otrzymuje drgania akustyczne o t sekund później, niż mikrofon drugi, gdzie

$$t = \frac{l}{v} \cos \alpha \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (1)$$

Aby w słuchawce T była cisza, należy opóźnić prądy wychodzące z mikrofonu M_1 o czas t; można tego dokonać przy pomocy układu



Rys. 3. System modulacji Harbicha, Pungsa i Gercha Hapug

z regulowanym opóźnieniem. Jeżeli opóźniacz taki będzie wycechowany w jednostkach czasu, to ze wzoru (1) można będzie wyznaczyć poszukiwany kąt α.

Przytoczone przykłady dają pojęcie o roli, jaką opóźniacze elektryczne mogą spełniać w telekomunikacji lub w zastosowaniach pokrewnych.

2. OPÓŹNIACZE NATURALNE

Opóźnienie d o w o l n y c h przebiegów można by zrealizować na drodze elektrycznej w sposób, że tak powiemy, n a t u r a l n y przez wykorzystanie faktu skończonej szybkości rozchodzenia się zaburzenia elektromagnetycznego wzdłuż przewodów linii długiej. Tak więc, jeżeli mamy do czynienia z linią jednorodną, której parametry R, L, A i C są niezależne od częstotliwości i tworzą proporcję

$$\frac{R}{L} = \frac{A}{C}, \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (2)$$

to szybkość posuwania się fal v jest niezależna od częstotliwości i wynosi

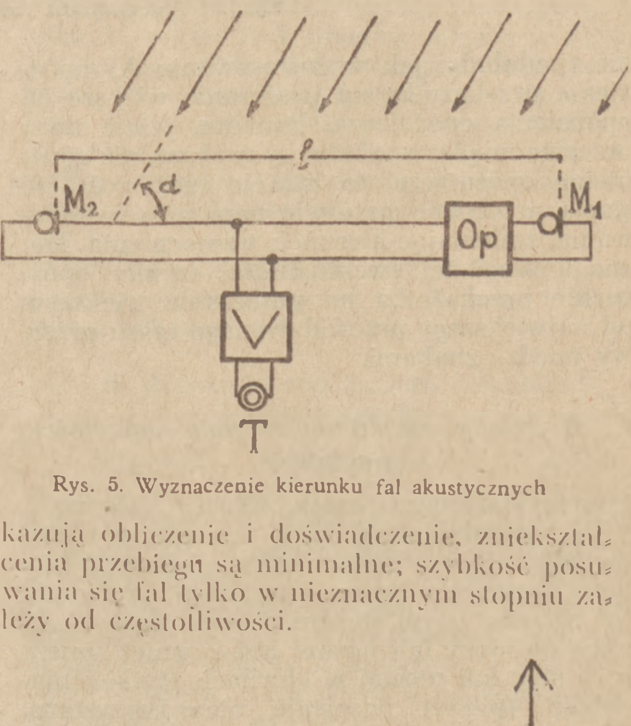
$$v = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (3)$$

Linia opóźnia wtedy bez zniekształceń dany przebieg napięcia, lub prądu; przebieg ten będzie wiernie odtworzony na końcu linii (pod warunkiem zamknięcia linii na opór dopasowany do niej, czyli na opór równy oporowi falowemu linii), chociaż w skali

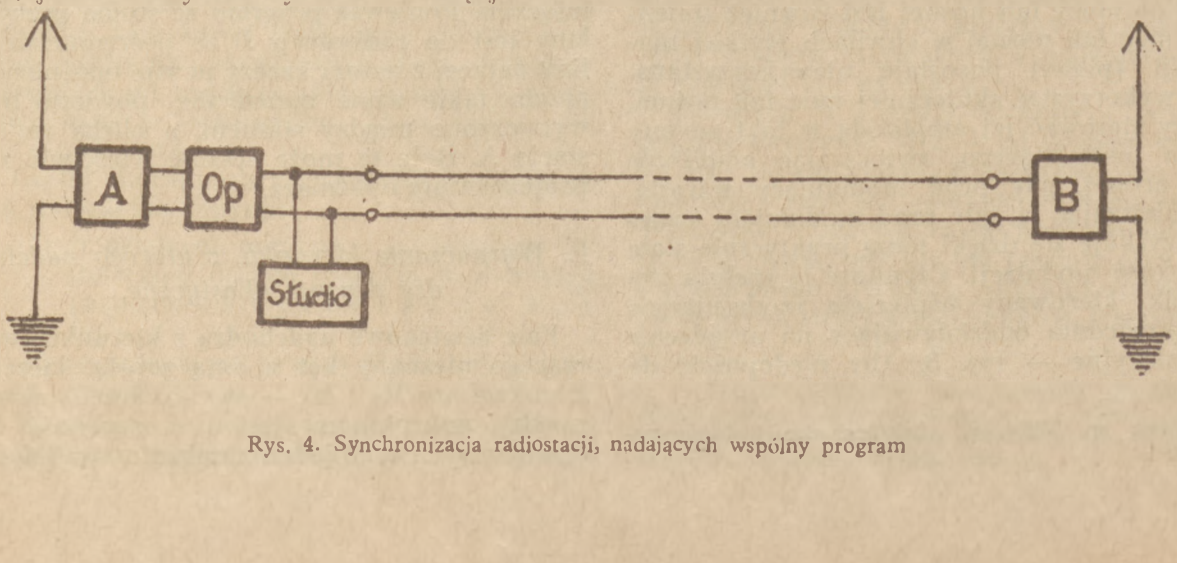
$$e^{R \sqrt{\frac{C}{L}}\, l}$$

razy mniejszej, gdzie l oznacza długość linii.

Linie rzeczywiste, praktycznie jednorodne, spełniają proporcję (2) tylko w pewnym przybliżeniu, jednak na tyle dużym, że, jak wykazują obliczenie i doświadczenie, zniekształcenia przebiegu są minimalne; szybkość posuwania się fal tylko w nieznacznym stopniu zależy od częstotliwości.



Rys. 5. Wyznaczenie kierunku fal akustycznych



Rys. 4. Synchronizacja radiostacji, nadających wspólny program

Mimo to zastosowanie linii jako opóźniacza musi być w praktyce zaniechane głównie z następujących powodów:

1) wskutek dużej szybkości v zbliżonej do szybkości światła, opóźnienie przebiegów jest bardzo małe, tak np. dla linii napowietrznej brązowej o średnicy 3 mm uzyskuje się opóźnienie tylko około 0,35 msec na 100 km;

2) w związku z powodem poprzednim koszt linii realizującej żądane opóźnienie byłby bardzo duży.

Z tych względów należy poszukiwać rozwiązania bardziej ekonomicznego na innej, że tak powiemy, „sztucznej" drodze. Jest nią zastosowanie układów złożonych z oporów rzeczywistych, indukcyjności i pojemności.

3. OPÓŹNIACZE SZTUCZNE

Jeśli chodzi o wytworzenie opóźnienia dla ustalonego przebiegu s i n u s o i d a l n e g o (napięcia, prądu), to zadanie to daje się rozwiązać, jak wiadomo, w sposób nader prosty np. przez użycie jednego oporu rzeczywistego i jednego urojonego. Tak więc dla układu przedstawionego na rys. 6 napięcie $\hat{U}_2$ jest opóźnione względem napięcia $\hat{U}_1$ o kąt

$$\delta = \operatorname{arc\,tg} (R \omega C) \quad . \; . \; . \; . \quad (4)$$

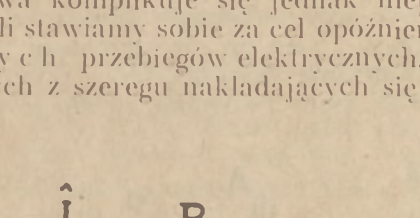
co odpowiada czasowi opóźnienia

$$t = \frac{\operatorname{arc\,tg} (R \omega C) + 2 \pi K}{\omega} \quad . \; . \quad (5)$$

gdzie $K = 0, 1, 2, 3, \ldots$, a więc

nieokreślonemu o czas $\frac{2 \pi K}{\omega} = \frac{\pi}{f}$.

Sprawa komplikuje się jednak niepomiernie, jeśli stawiamy sobie za cel opóźnienie d o w o l n y c h przebiegów elektrycznych, a więc złożonych z szeregu nakładających się na siebie elementarnych przebiegów sinusoidalnych, to jest reprezentujących takie lub inne w i d m o częstotliwości, jak to ma miejsce zazwyczaj w telekomunikacji. Okazuje się wtedy, że



Rys. 6. Układ, opóźniający napięcie (sinusoidalne) $\hat{U}_2$ względem napięcia $\hat{U}_1$ o kąt $\delta = \operatorname{arctg} (R \omega C)$

realizacja układów złożonych z elementów skupionych (indukcyjności L, pojemności C i oporów rzeczywistych R) i opóźniających bez zniekształceń dowolny przebieg, jest niemożliwa w ścisłym tego słowa znaczeniu. Jeżeli jednak przebieg nadawany spełnia pewien warunek, to można dobrać schemat układu i wartości jego elementów tak, że zostanie on opóźniony, praktycznie biorąc, bez zniekształceń o żądany czas T. Warunek ten jest następujący: przebieg nie powinien zawierać w sobie prądów składowych o częstotliwościach większych od pewnej częstotliwości związanej określoną zależnością z wielkościami elementów układu. Mówiąc o prądach składowych, mamy tu na myśli traktowanie dowolnego przebiegu, jako sumy szeregu (w ogólnym wypadku: nieskończonego) składowych przebiegów sinusoidalnych. Zagadnienie projektowania opóźniaczy sztucznych zostało częściowo rozwiązane przez Japończyka Kenzô Nagai [3]). Podał on mianowicie układy realizujące opóźnienie praktycznie biorąc bez zniekształceń w wypadku nadawania przebiegu, którego składowe sinusoidalne mieszczą się wszystkie w pasmie od 0 do pewnej częstotliwości f_0. Opóźniacze Nagai opóźniają zatem pasmo częstotliwości, ograniczone od jednej swej strony częstotliwością równą zeru; nazwiemy je opóźniaczami d o l n y m i. Pozwalają one rozwiązać zadanie opóźnienia danego przebiegu w sposób znacznie bardziej ekonomiczny, niż przy użyciu linii długiej. Tak np. opóźnienie 0,33 msec ÷ 0,35 msec w zakresie od 0 do 3000 Hz osiąga się już przy użyciu 4 cewek, 4 kondensatorów i 1 transformatora.

Jeżeli nadawany przebieg zawiera w sobie tylko składowe mieszczące się w granicach od częstotliwości $f_d > 0$ do częstotliwości $f_g > f_d$, to opóźnienie tego przebiegu przy pomocy opóźniacza dolnego jest w zupełności możliwe, jeżeli uczynić $f_0 = f_g$. Urządzenie takie opóźnia zatem również nieinteresujący nas zakres częstotliwości od 0 do f_d. Można jednak dowieść, że dla wszelkich opóźniaczy obowiązuje prawo, iż *opóźnienie, jakie można uzyskać przy użyciu danej ilości elementów, jest odwrotnie proporcjonalne do szerokości pasma opóźnianego.*

Wynika stąd, że istnieje możliwość uzyskania opóźnienia

$$\frac{f_0}{f_g - f_d}$$

razy większego, niż to, jakie się daje uzyskać przy użyciu układów Nagai, jeśli zrezygnować

---

[3]) K. Nagai „On Retardation Network" The Technology Raports of the Tôhoku Imperial University 1935, Vol. XI, str. 113 ÷ 159.

z opóźnienia pasma częstotliwości od 0 do f_d, zbytecznego w danym wypadku. W ten sposób układ złożony jak poprzednio z 4 cewek, 4 kondensatorów i 1 transformatora pozwolił by zrealizować np. w zakresie od 800 Hz do 1000 Hz opóźnienie około

$$0{,}33 \frac{3000}{100 - 800} \quad 5 \text{ msec}$$

Układy opóźniające pasmo częstotliwości zawarte w granicach od $f_d > 0$ do $f_g > f_d$ nazwiemy opóźniaczami środkowymi.

Z warunku, jaki musi spełniać przebieg opóźniany przez opóźniacz sztuczny, wynika również, że skonstruowanie opóźniacza górnego, tj. opóźniacza dla pasma od $f_0 > 0$ do ∞ jest teoretycznie niemożliwe.

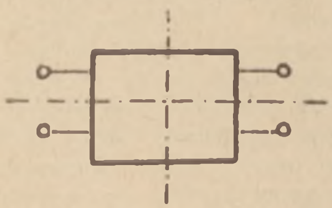
4. WIELKOŚĆ, CHARAKTERYZUJĄCA WŁAŚCIWOŚCI OPÓŹNIENIOWE CZWÓRNIKA

Jak wiadomo, właściwości elektryczne dowolnego czwórnika biernego (tj. nie zawierającego źródeł energii) mogą być zawsze określone za pomocą 3 niezależnych wielkości zespolonych: oporu falowego pierwotnego $\hat{Z}'$, oporu falowego wtórnego $\hat{Z}''$ i przenoszenia falowego g. Każda z tych wielkości jest w ogólnym wypadku określoną funkcją częstotliwości.

Jeśli struktura czwórnika jest symetryczna względem jego osi poprzecznej (pionowej — na rys. 7), to

$$\hat{Z}' = \hat{Z}'' = \hat{Z}$$

występują więc wtedy tylko 2 niezależne parametry: $\hat{Z}$ i $\hat{g} \neq b + ja$.



Rys. 7. Czwórnik.

Skoro wielkości $\hat{Z}$ i $\hat{g}$ określają całkowicie właściwości elektryczne czwórnika biernego, poprzecznie symetrycznego, to tym samym decydują one między innymi o właściwościach opóźnieniowych czwórnika.

W wypadku linii długiej, którą można uważać za szczególny wypadek czwórnika biernego, właściwości opóźnieniowe wynikają, jak to już zaznaczono, z faktu skończonej szybkości rozchodzenia się fal elektromagnetycznych. Jeżeli ograniczyć się do linii jednorodnej nieskończenie długiej, lub linii jednorodnej o skończonej długości l, lecz zamkniętej na końcu na swój opór falowy $\hat{Z}$, to okaże się, że szybkość fali sinusoidalnej o pulsacji ω wyraża się znaną zależnością

$$v = \frac{\omega}{\alpha} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \qquad (6)$$

gdzie α oznacza przesunięcie falowe jednostkowe linii. Zatem czas biegu fali sinusoidalnej wzdłuż linii o długości l będzie

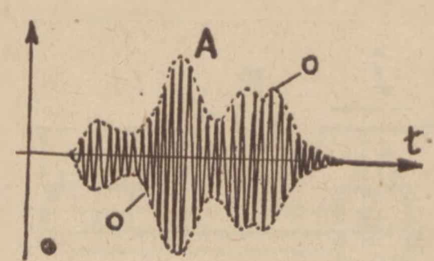
$$t = \frac{l}{v} = \frac{\alpha l}{\omega} = \frac{a}{\omega}, \quad . \quad . \quad . \qquad (7)$$

gdzie $a = \alpha l$ oznacza przesunięcie falowe linii.

Tak więc, czas biegu fali t jest w ścisłym związku z przesunięciem a, będącym składową urojoną wielkości g. Tłumienie falowe b, oraz opór falowy $\hat{Z}$ nie mają wpływu na czas biegu fali.

W wypadku ogólnym dowolnego czwórnika pojęcia szybkości fali i czasu biegu fali t tracą swój sens fizyczny, nie mamy bowiem możności stwierdzić, ile długości fali mieści się między zaciskami wejściowymi, a zaciskami wyjściowymi czwórnika, w szczególności wtedy, gdy wnętrze czwórnika jest dla nas niedostępne. Inaczej mówiąc: kąt przesunięcia α jest nieokreślony o wartość $+ 2\pi K$, gdzie $K = 0, 1, 2, 3, \ldots$ Okoliczność ta, jak się okazuje, nie jest jednak żadną przeszkodą w określeniu właściwej miary czasu opóźnienia. Mianowicie:

W zagadnieniu naszym nie jest interesujące zachowanie się układu dla trwałych przebiegów sinusoidalnych, lecz dla dowolnych przebiegów złożonych, a więc np. dla przebiegów o zmieniającej się wciąż amplitudzie, jak to ma miejsce przy nadawaniu prądów telekomunikacyjnych. Tak np. w przebiegu, jak na rys. 8, interesuje nas czas, który upływa między chwilą zaobserwowania pewnego charakterystycznego punktu (np. wierzchołka A) obwiedni 0 tego przebiegu na wejściu czwórnika, a chwilą zaobserwowania tegoż punktu na wyjściu czwórnika. Innymi słowy: jest interesujące, z jaką szybkością przemieszcza się obwiednia danego przebiegu. Aby to roz-



Rys. 8.

strzygnąć, rozważymy najpierw wypadek nadawania tylko 2 prądów sinusoidalnych o jednakowych amplitudach, lecz o niewiele różniących się pulsacjach $\omega_1 = \omega$ i $\omega_2 = \omega + \Delta\omega$. Niech przesunięcia falowe czwórnika dla tych pulsacyj będą odpowiednio: $a_1 = a$ i $a_2 = a + \Delta a$; przyjmujemy przy tym, że czwórnik obciążono po wtórnej stronie jego oporem falowym.

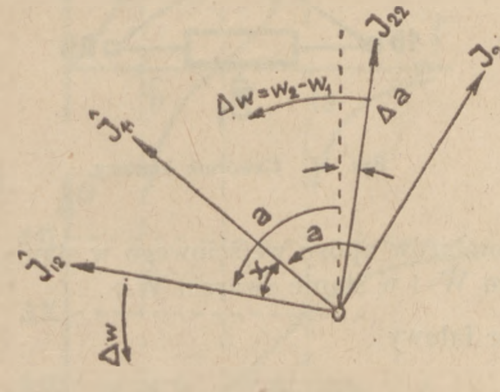
Oba nakładające się prądy utworzą przebieg „dudniący" o obwiedni sinusoidalnej, której pulsacja ω_{obw} równa się różnicy pulsacyj prądów składowych:

$$\omega_{obw} = \omega_2 - \omega_1 \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (8$$

Zgodnie z przytoczonym wyżej rozumowaniem, należy teraz wyznaczyć szybkość, z jaką przemieszcza się jakikolwiek punkt charakterystyczny obwiedni, np. jej wierzchołek.

Do tego celu użyjemy wykresu wektorowego. Oznaczmy przez

J_{11} — prąd wejściowy o pulsacji ω_1
$\hat{J}_{21}$ — prąd wyjściowy o pulsacji ω_1
J_{12} — prąd wejściowy o pulsacji ω_2
$\hat{J}_{22}$ — prąd wyjściowy o pulsacji ω_2.



Rys. 9.

Wektory J_{11} i J_{21} wirują z szybkością kątową ω_1, zaś wektory J_{12} i J_{22} — z szybkością kątową ω_2 — rys. 9. Ponieważ będzie nas interesować tylko szybkość względna wektorów, przeto będziemy uważać, że wektory J_{11} i J_{21}, tworzące między sobą kąt $a_1 = a$, są nieruchome; wektory J_{12} i J_{22} wirują z szybkością kątową względną $\Delta\omega = \omega_2 - \omega_1$. Niech w rozpatrywanej chwili $t = o$ wektory $\hat{J}_{11}$ i J_{12} tworzą ze sobą pewien kąt x (jeżeli np. w chwili rozpatrywanej obwiednia osiąga swą wartość największą, to $x = 0$). Wektor J_{21} jest opóźniony względem J_{11} o kąt $a_1 = a$, zaś wektor J_{22} jest opóźniony względem J_{12} o kąt $a_2 = a + \Delta a$.

Zatem kąt między $\hat{J}_{21}$ i $\hat{J}_{22}$ jest: $x - \Delta a \neq x$, skąd wynika, że w chwili $t = o$ na wyjściu czwórnika obserwujemy inny punkt obwiedni, niż na wejściu. Skoro jednak wektor J_{22} obraca się z szybkością kątową $\Delta\omega$, to po czasie

$$t = \frac{\Delta a}{\Delta\omega}$$

osiągnie on takie położenie względem $\hat{J}_{21}$ jak to jest w chwili $t = o$ na wejściu czwórnika; zatem po czasie $t = \frac{\Delta a}{\Delta\omega}$ zaobserwujemy na wyjściu ten sam punkt obwiedni, jaki obserwujemy w chwili $t = o$ na wejściu. Taka sama sytuacja powtórzy się jednak wielokrotnie za każdym pełnym obrotem wektora J_{22}. Otrzymujemy zatem odpowiedź wieloznaczną na czas przejścia danego przebiegu przez czwórnik.

$$t_K = \frac{\Delta a}{\Delta\omega} + K\frac{2\pi}{\Delta\omega},$$

gdzie $K = 0, 1, 2, 3, \ldots$

Odpowiedź przestaje być jednak wieloznaczną, jeżeli przyjmiemy, że różnice obu pulsacyj, a co zatem idzie, i różnice obu przesunięć, są nieskończenie małe, czyli, że

$$\omega_2 = \omega_1 + d\omega$$

oraz

$$a_2 = a_1 + da,$$

wtedy bowiem wartości t_K dla $K = 1, 2, 3, \ldots$ przesuwają się do nieskończoności, pozostaje zaś jedna wartość skończona

$$t_{K=0} = \frac{da}{d\omega} = \tau \quad . \quad . \quad . \quad (9)$$

Tak więc: przebieg, złożony z 2 prądów sinusoidalnych, o pulsacjach nieskończenie mało różniących się, zostanie opóźniony w czwórniku o czas τ, równy pierwszej pochodnej $a = F(\omega)$ dla danej pulsacji ω.

Czas τ, wyrażony wzorem (9) nazywamy o p ó ź n i e n i e m czwórnika. Opóźnienie czwórnika jest, ogólnie biorąc funkcją częstotliwości.

Przebiegi rzeczywiste są znacznie bardziej skomplikowane, niż przebieg rozpatrzony powyżej. Jakikolwiek jednak będzie jego charakter, zawsze może on być rozłożony na szereg (w ogólnym wypadku — nieskończony) składowych przebiegów sinusoidalnych. Tak np. impuls A wytworzony nagle w chwili $t = o$ może być przedstawiony w postaci funkcji

$$F(\omega) = \frac{A}{2} + \frac{A}{\pi}\int_0^\infty \frac{\sin\omega t}{\omega}\, d\omega, \quad . \quad (10)$$

która dla wszystkich wartości $t < o$ przybiera wartość 0, zaś dla wszystkich wartości $t > 0$

przybiera wartość A [4]). Jak wynika z (10) przebieg, przedstawiony na rys. 10, składa się z wartości stałej $\frac{A}{2}$ oraz z nieskończonego szeregu sinusoidalnych przebiegów składowych, wypełniających w sposób ciągły cały zakres częstotliwości od 0 do ∞.

Opierając się na powyższym, i mając do czynienia z danym przebiegiem złożonym, możemy rozłożyć go w myśli na nieskończoną ilość, nieskończenie wąskich pasemek częstotliwości, każde o szerokości $d\omega$. Wszystkie, otrzymane w ten sposób przebiegi składowe, posiadają opóźnienia, dające się wyznaczyć ze wzoru

$$\tau = \frac{da}{d\omega} \quad . \; . \; . \; . \; . \quad (11)$$

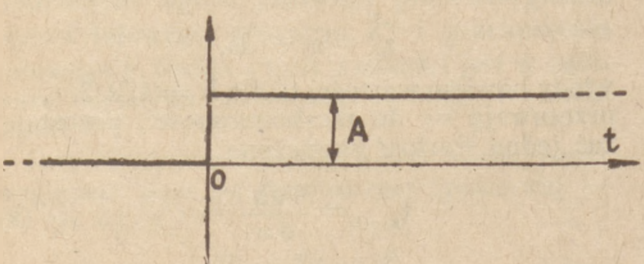
dla pulsacji ω, odpowiadającej danemu pasemku. Jeżeli

$$\tau = \text{const}$$

czyli, jeżeli

$$a = \tau\,\omega + \text{const}, \quad . \; . \; . \; . \quad (12)$$

to wszystkie składowe pasemka widma przemieszczają się z taką samą szybkością: prze-



Rys. 10. Impuls A, wytworzony w chwili $t = 0$.

bieg nadawany zostanie wtedy odtworzony na wyjściu czwórnika bez zniekształceń po upływie czasu τ.

Jeżeli $\tau = F(\omega) \neq \text{const}$,

to występuje mniejsze, lub większe zniekształcenie nadawanego przebiegu (z n i e k s z t a ł c e n i e f a z o w e). Należy tu zaznaczyć, że zniekształcenie przebiegu może wystąpić ponadto z innej przyczyny, a mianowicie z powodu zależności tłumienia falowego b od częstotliwości (z n i e k s z t a ł c e n i e t ł u m i e n i o w e).

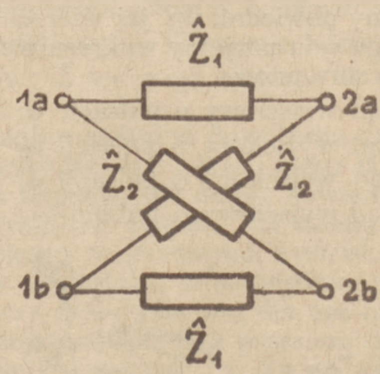
5. OPÓŹNIACZE DOLNE K. NAGAI

Nagai oparł swe rozważania na czwórniku k r a t o w y m (krzyżowym) jak na rys. 11, który można uczynić czwórnikiem w s z e c h p r z e p u s t o w y m, tj. wykazującym tłumienie równe zeru dla wszelkich częstotliwości od 0 do ∞ jeśli zrealizować opory $\hat{Z}_1$ i $\hat{Z}_2$ przy pomocy c z y s t y c h (t. j. pozbawionych strat) indukcyjności i pojemności oraz jeśli spełnić warunek

$$\hat{Z}_1 \hat{Z}_2 = R^2_0 = \text{const} \quad . \; . \; . \quad (13)$$

dla wszystkich częstotliwości, co jest możliwe dla każdego dowolnie pomyślanego oporu $\hat{Z}_1$.

Dla czwórnika tego możemy wyznaczyć

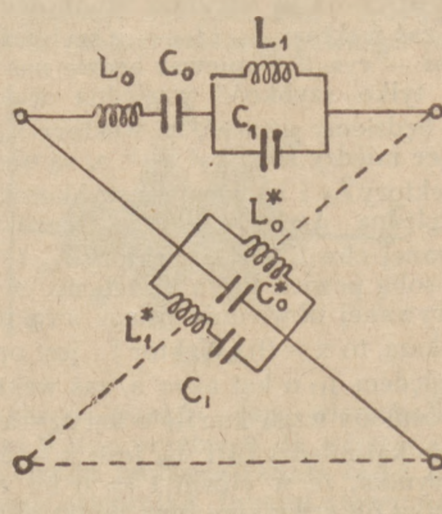


Rys. 11. Czwórnik kratowy.

z pomiarów oporu wejściowego w stanie jałowym $\hat{W}_0$ i w stanie zwarcia $\hat{W}_z$:

opór falowy

$$\hat{Z} = \sqrt{\hat{W}_0 \hat{W}_z} = \sqrt{\hat{Z}_1 \hat{Z}_2} \quad . \; . \quad (14)$$



Rys. 12. Czwórnik kratowy, jednowartościowy.

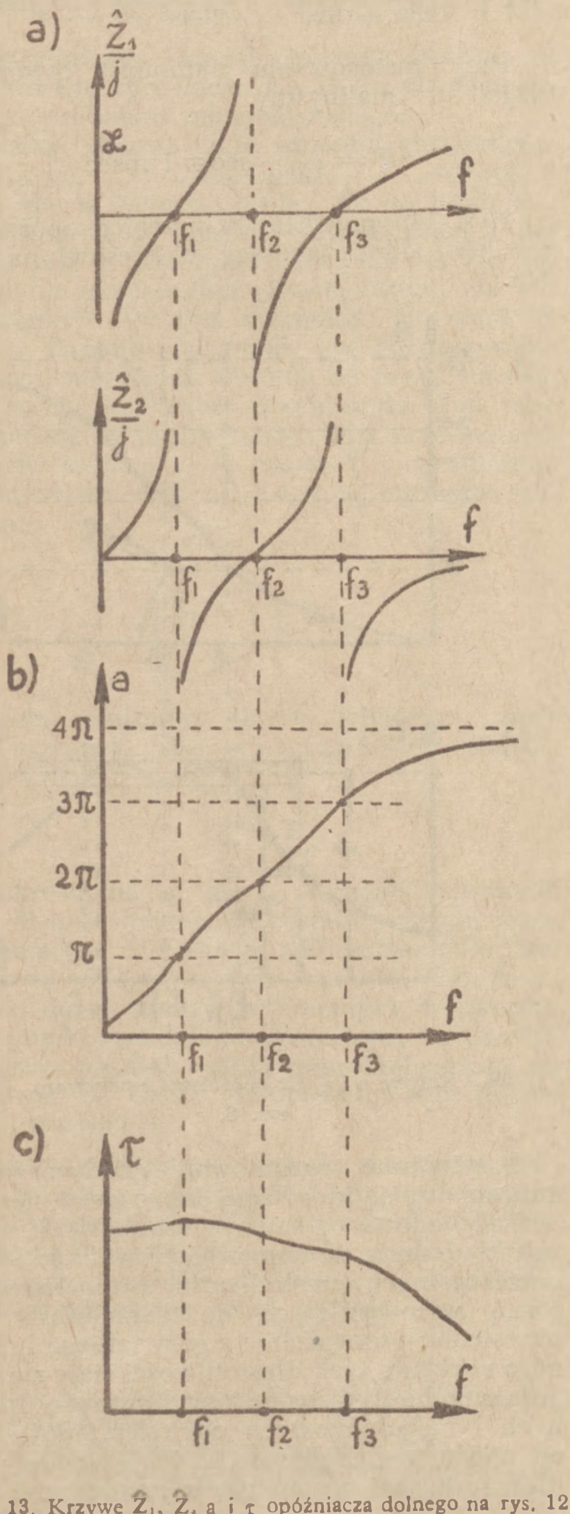
---

[4]) patrz: Küpfmüller K. „Einführung in die theoretische Elektrotechnik" Berlin 1932, rozdział 40, str. 268 ÷ 272; również: Wallot J. „Einführung in die Theorie der Schwachstromtechnik" Berlin 1932, rozdział XV, strona 271 ÷ 294.

oraz przenoszenie falowe

$$\hat{g} = b + ja = \operatorname{arctgh} \sqrt{\frac{\hat{W}_z}{\hat{W}_o}} =$$

$$= \operatorname{arctgh} \frac{2\sqrt{\hat{Z}_1 \hat{Z}_2}}{\hat{Z}_1 + \hat{Z}_2} \quad . \quad . \quad . \quad (15)$$



Rys. 13. Krzywe $\hat{Z}_1$, $\hat{Z}_2$ a i τ opóźniacza dolnego na rys. 12

Uwzględniając (13) otrzymamy

$$\hat{Z} = R_0 \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (16)$$

zaś ponadto uwzględniając, to że wielkość

$$\varkappa = -j \frac{\hat{Z}_1}{R_o} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (17)$$

jest rzeczywista dla wszystkich częstotliwości otrzymamy po pewnych przekształceniach matematycznych tłumienie falowe

$$b = 0, \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (18)$$

oraz przesunięcie (fazowe) falowe

$$a = \operatorname{arctg} \left[\frac{2\varkappa}{1 - \varkappa^2} \right] \quad . \quad . \quad (19)$$

Z (16) wynika, że czwórnik przedstawiony na rys 11 posiada opór wejściowy równy R_0, jeśli zostanie on po stronie wtórnej obciążony oporem R_0. W ten sposób czwórnik taki wtrącony między źródło o oporze wewnętrznym R_0, a odbiornik o tym samym oporze, nie zmieni w niczym warunków pracy ani źródła, ani odbiornika.

Z (18) wynika, że amplitudy napięcia wejściowego U_1 i napięcia wyjściowego U_2 są sobie równe dla wszelkich częstotliwości. To samo dotyczy, oczywiście, prądów, a więc i mocy.

Wreszcie z (19) wynika, że przesunięcie między napięciami jest funkcją częstotliwości uzależnioną od struktury oporu $\hat{Z}_1$. W zależności tej kryją się właśnie właściwości opóźnieniowe czwórnika.

Rozpatrzmy dla przykładu czwórnik wszechprzepustowy, jak na rys. 12, którego opór Z_1 zawiera 4 elementy. Przebieg oporu Z_1, a zatem i funkcji $\varkappa$ przedstawia rys. 13a. Przebieg przesunięcia a w funkcji częstotliwości uwidacznia rys 13b. Widać, że to napięcie wtórne opóźnia się względem napięcia pierwotnego tym bardziej, im wyższa jest częstotliwość: krzywa $a = F(\omega)$ jest stale wznosząca się. Przesunięcie *a* uzyskuje wartości π, 2π, 3π . . . odpowiednio do częstotliwości rezonansowych f_1, f_2, f_3, . . . a więc uzyskuje wielokrotności π za każdym przejściem oporu $\hat{Z}_1$ przez wartości 0 lub ∞ Z obliczeń Nagai wynika, że można dobrać wartości elementów w oporze Z_1 w ten sposób, że uzyska się pożądane rozmieszczenie pulsacyj ω_1, ω_2 i ω_3 przy którym krzywa $a = F(\omega)$ odchyla się bardzo mało od prostej [(0,0) — — $(\omega_2, 2\pi)$] w zakresie od 0 do ω_2 Wynika stąd, że opóźnienie *t* uzyskuje wtedy wartość praktycznie stałą w tym samym zakresie, co

ilustruje rys. 13 c. Średnie opóźnienie wyniesie tu

$$T = \frac{2\pi}{\omega_2} = \frac{1}{f_2} \quad . \quad . \quad (20)$$

Jeśli wziąć układ bardziej skomplikowany, to ilość częstotliwości rezonansowych będzie odpowiednio większa, krzywa $a = F(\omega)$ będzie bardziej stroma, a zatem krzywa opóźnienia τ będzie przebiegała wyżej.

Z rozpatrzonego przykładu widać dlaczego jest niemożliwe opóźnienie częstotliwości powyżej pewnej częstotliwości charakterystycznej dla danego opóźniacza (w rozpatrzonym przykładzie — ω_2): gdy opór $\hat{Z}$ przejdzie przez swą najwyższą częstotliwość rezonansową, to dalszy wzrost przesunięcia *a* ustaje, a zatem krzywa opóźnienia opada. Zjawisko to nie ma miejsca w opóźniaczach naturalnych.

Tabela poniższa podaje wzory pozwalające na zaprojektowanie opóźniacza dolnego o schemacie, jak rys. 12, jeśli dane są opór dopasowania R_0 i żądany zakres częstotliwości od 0 do $f_0 = f$ [3]).

L_0	C_0	L_1	C_1	L_0^*	C_0^*	L_1^*	C_1^*
$0{,}524 \frac{R_0}{\omega_0}$	$\frac{2{,}98}{R_0 \omega_0}$	$0{,}614 \frac{R_0}{\omega_0}$	$\frac{1{,}627}{R_0 \omega_0}$	$R_0^2 C_0$	$\frac{L_0}{R_0^2}$	$R_0^2 C_1$	$\frac{L_1}{R_0^2}$

6. OPÓŹNIACZE ŚRODKOWE

Rozważania Nagai nasuwają następującą myśl. Jeżeli przez odpowiednie rozmieszczenie częstotliwości rezonansowych oporu Z_1 można było uzyskać w przybliżeniu liniowy przebieg funkcji $a = F(\omega)$, a zatem w przybliżeniu stałą wartość opóźnienia τ w zakresie od 0 do f_0, to musi również istnieć możliwość uzyskania mniej więcej liniowego przebiegu tej funkcji w zakresie od $f_c > 0$ do $f_g > f_d$ przez skupienie w tym zakresie w odpowiedni sposób wszystkich częstotliwości rezonansowych oporu Z_1. Ponieważ wszystkie przejścia przesunięcia a przez wielokrotność wartości π będą wtedy zachodziły w węższym, niż poprzednio zakresie częstotliwości, to należy się spodziewać, że średnie opóźnienie w tym samym zakresie wzrośnie w odpowiednim stosunku. Jednocześnie stwierdzamy, że zakres od 0 do f_d jest tym samym stracony dla opóźnienia.

Myśl powyższą ilustruje rys. 14a, gdzie przyjęto na razie, że

$$\omega_2 = \frac{\omega_1 + \omega_3}{2}$$

Wykres przedstawia zależność $a = F(\omega)$ dla układu przedstawionego na rys. 12. Z wykresu wynika, że można by np. osiągnąć w ten sposób w zakresie od f_1 do f_3 opóźnienie średnie

$$T = \frac{3\pi - \pi}{\omega_3 - \omega_1} = \frac{1}{f_3 - f_1}$$

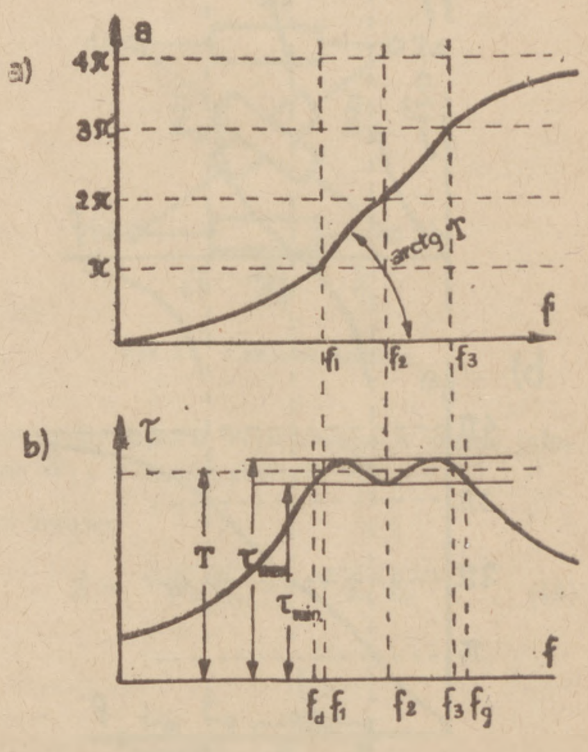
Obierzmy dla przykładu $f_1 = 800$ Hz i $f_3 = 1000$ Hz, wtedy

$$T = \frac{1}{1000 - 800} = \frac{1}{200} \text{ sec} = 5 \text{ msec}$$

Przy zastosowaniu natomiast czwórnika Nagai otrzymalibyśmy

$$T = \frac{1}{1000} \text{ sec} = 1 \text{ msec}$$

Rys. 14b przedstawia przebieg opóźnienia $\tau = F(\omega)$ odpowiadający wykresowi na rys. 14a.



Rys. 14. Krzywe a i τ dla opóźniacza środkowego jak na rys. 8.

Przytoczone rozumowanie, będące jakby uniwersalizacją idei Nagai doprowadza nas zatem do budowy opóźniaczy środkowych. Okazuje się jednak, że w miarę zbliżania do siebie poszczególnych częstotliwości rezonansowych rosną wymagania co do dokładności ich określenia; przesądzanie z góry takiego lub innego rozkładu tych częstotliwości staje się niedopuszczalne, gdyż doprowadza to do znacznych i niejednakowych odchyleń opóźnienia od opóźnienia średniego. Z tego powodu konieczne tu jest postępowanie metodyczne.

7. PROJEKTOWANIE OPÓŹNIACZY ŚRODKOWYCH

Ze wzorów (11), (19) i (17) wynika, że opóźnienie τ czwórnika przedstawionego na rys. 11 da się wyrazić funkcją, w której obok pulsacji ω występują jako parametry wielkości L_0, L_1, L_2. . . . C_0, C_1, C_2, . . . oporu Z_1. Jest to funkcja

$$\tau = F(\omega, L_0, L_1, L_2, \dots C_0, C_1, C_2 \dots) \quad (21)$$

Zagadnienie zaprojektowania opóźniacza środkowego sprowadza się zatem do następującego problemu matematycznego:

Należy dobrać takie wartości parametrów $L_0, L_1, L_2, \dots C_0, C_1, C_2, \dots$ w funkcji (21), aby w zakresie od ω_d do ω_g funkcja τ odchylała się od pewnej wartości stałej T tak mało, jak to jest tylko możliwe. Jest to zagadnienie przybliżenia pewnej funkcji do danej funkcji (w tym wypadku do wartości stałej). Zadanie to może być rozwiązywane różnymi metodami, zależnie od przyjęcia tego lub innego kryterium przybliżenia. Tak więc można np. przyjąć warunek, aby pole zawarte między krzywą τ, a prostą T i ograniczone rzędnymi dla $\omega = \omega_d$ i $\omega = \omega_g$ czyli, aby wyrażenie

$$\int_{\omega_d}^{\omega_g} \left[\tau - T\right]^2 d\omega$$

osiągało minimum. Innym kryterium może być warunek, aby n a j w i ę k s z a różnica rzędnych

$$\left|\tau - T\right|$$

w zakresie od ω_d do ω_g osiągała minimum. To drugie kryterium zostało przyjęte przez matematyka rosyjskiego XIX wieku P. L. Czebyszewa w jego pracach o przybliżeniu funkcji do danej funkcji wykonanych w związku z pewnymi zagadnieniami maszyny parowej [5]). Znacznie później wyniki prac Czebyszewa zastosował W. Cauer do projektowania filtrów elektrycznych [6]).

Autor niniejszego artykułu skorzystał również z funkcyj Czebyszewa dla opracowania metody projektowania opóźniaczy środkowych [7]). Opracowana metoda pozwala drogą kolejnych przybliżeń wyznaczyć wartości elementów układu na rys. 8, jeśli dane są:

1. opór dopasowania R_0,
2. częstotliwości graniczne f_d i f_g pasma opóźnianego,
3. żądany czas opóźnienia średniego T w paśmie opóźnianym oraz
4. największe dopuszczalne odchylenie opóźnienia τ od opóźnienia średniego T w paśmie opóźnianym, wyrażone w odniesieniu do T czyli wielkość

$$\Delta = \frac{1}{2}\,\frac{\tau_{max} - \tau_{min}}{T} = \frac{\tau_{max} - \tau_{min}}{\tau_{max} + \tau_{min}} \quad (22)$$

gdyż

$$T = \frac{1}{2}(\tau_{max.} + \tau_{min.}) \text{ — patrz rys. 14b} \quad (23)$$

Zastosowane postępowanie polega przede wszystkim na przyjęciu pewnych założeń, dzięki którym funkcja (21): $\tau = F(\omega)$ przybiera postać znacznie prostszą, umożliwiającą wyprowadzenie bezpośrednich wzorów dla obliczenia elementów układu. Tak wyznaczone wartości elementów obarczone są jednak znacznym błędem. W dalszym postępowaniu usuwamy kolejno założenia upraszczające i wyznaczamy (dwukrotnie) poprawki do poprzednio obliczonych wartości. Procedura liczenia jest dość długa, może być jednak znacznie przyśpieszona przez użycie maszyny do liczenia. Szczegółowe omówienie tej metody znacznie przekracza ramy artykułu, dlatego musi być tu pominięte.

Aby umożliwić szybkie zaprojektowanie opóźniacza w układzie jak na rys. 12, autor opracował ponadto drugą metodę polegającą na bezpośrednim odczytywaniu wartości pewnych parametrów z krzywych wyznaczonych drogą wielokrotnych prób. Może ona być stosowana wtedy, gdy nie jest wymagana większa dokładność. Z podanych krzywych odczytujemy (patrz rys. 15) wartości 4 parametrów: α, β, w i z_2 dla danego stosunku $m = \frac{f_d}{f_g}$ nazywanego w z g l ę d n ą w ą s k o ś c i ą p a s m a opóźnianego, oraz dla danego odchylenia maxymalnego Δ równego 0,01, lub 0,03 lub 0,10. Mając wartości parametrów obliczamy wartości elementów oporu Z_1 ze wzorów:

$$L_0 = \frac{R_0}{\omega_0\sqrt{w}} \qquad L_1 = \frac{R_0}{\omega_0\sqrt{w}}\cdot\frac{\alpha - z_2 - \frac{\beta}{z_2}}{z_2}$$

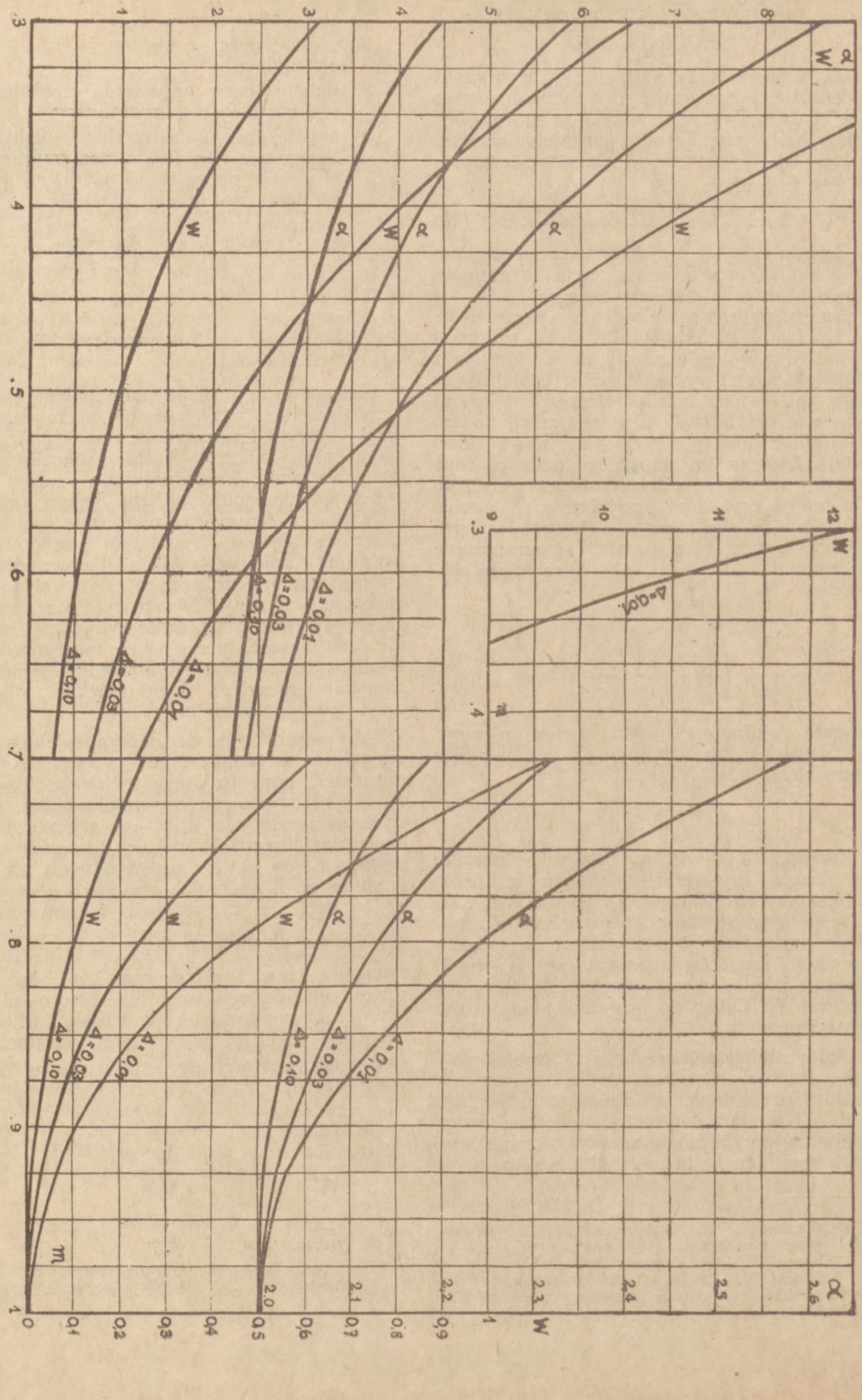
$$C_0 = \frac{\sqrt{w}\,z_2}{\omega_0 R_0 \beta} \qquad C_1 = \frac{\sqrt{w}}{\omega_0 R_0}\cdot\frac{1}{\alpha - z_2 - \frac{\beta}{z_2}} \quad (24)$$

---

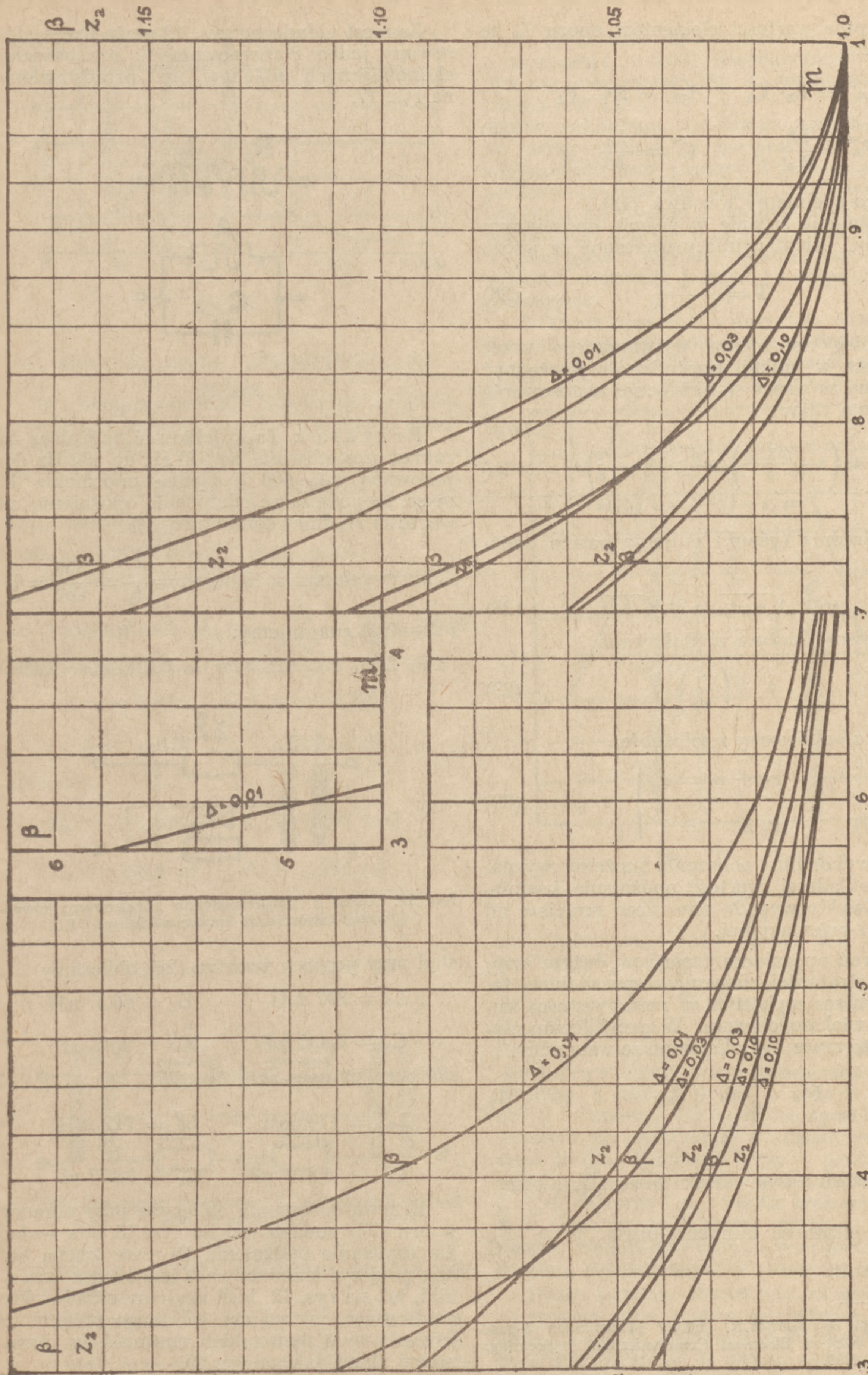
5) „Soczinienija P. L. Czebyszewa" Tom 1. Petersburg 1899. Wydanie pośmiertne.

6) Cauer W. „Siebschaltungen" Berlin 1931.

7) Nowicki W. „Czwórniki środkowoopóźniające i metoda ich projektowania". Praca doktorska, Politechnika Warszawska 1939.



Rys. 15a. Parametry α i w w funkcji m dla Δ = 0,01, 0,03 i 0,10.



Rys. 15b. Parametry β i Z_2 w funkcji m dla Δ = 0,01, 0,03 i 0,10.

a następnie wartości elementów oporu $\hat{Z}_1$ ze wzorów:

$$L_0^* = R_0^2\,C_0 \qquad L_0^* = R^2_0\,.\,C_1$$

$$C_0^* = \frac{L^0}{R_0^2} \qquad C_1^* = \frac{L_1}{R^2_0} \qquad (25)$$

przez co spełniamy warunek (13).

Opóźnienie średnie w paśmie opóźnianym może być orientacyjnie wyznaczone ze wzoru

$$T = \frac{1}{f_d - f_g} \quad . \; . \; . \; . \quad (26)$$

Przebieg opóźnienia wytwarzanego przez opóźniacz w funkcji częstotliwości może być obliczony ze wzoru stanowiącego zastosowanie wyrażenia (21):

$$\tau = \frac{2\sqrt{w}}{\omega_0}\cdot\frac{4z\left(z-\frac{z_1+z_3}{2}\right)(z-z_2)-3\left(z-\frac{z_2}{3}\right)(z-z_1)(z-z_3)}{wz\,(z-z_2)^2+(z-z_1)^2\,(z-z_3)^2}$$

gdzie: średnia (geom.) pulsacja pasma opóźnianego

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_d\,\omega_g} = 2\pi\sqrt{f_d\,f_g} \quad . \; . \quad (28)$$

częstotliwość bieżąca zredukowana

$$z = \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 \quad . \; . \; . \; . \quad (29)$$

zaś z_1 i z_3 obliczamy z zależności

$$\left.\begin{aligned} z_1 + z_3 &= \alpha \\ z_1\,z_3 &= \beta \end{aligned}\right| \quad . \; . \; . \quad (30)$$

Po wykonaniu obliczenia możemy wyznaczyć dokładniej wartość opóźnienia średniego T. Zwykle wypada ono nieco mniejsze od wartości orientacyjnej.

Dobroć opóźniacza zależy w dużym stopniu od stratności elementów sprawiającej to, że opóźniacz wykazuje w rzeczywistości tłumienie większe od zera. W przybliżeniu tłumienie to może być określone ze wzoru [8]):

$$b^1 \approx \frac{1}{2}(\delta_L + \delta_C)\,\omega\,\tau \quad . \; . \; . \quad (31)$$

gdzie:

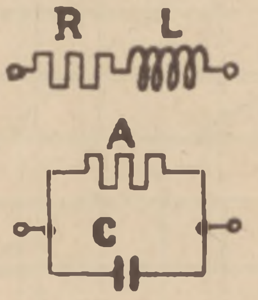
średnia stratność cewek $\delta_L = \frac{R}{\omega L}$, oraz

średnia stratność kondensatorów $\delta_C = \frac{A}{\omega C}$

por. rys. 16.

[8]) Nagai K. i Kamiya R. „Effect of loss upon all-pass netwo.k". Nippon Electrical Communication Engineering, December 1936.

Zamiast układu na rys. 12 może być zastosowany jeden z równoważnych mu bardziej ekonomicznych układów np. przedstawiony na rys. 17.



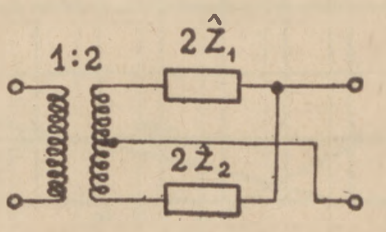
Rys. 16.

Przykład. Zaprojektować opóźniacz na zakres częstotliwości od 350 Hz do 500 Hz dopasowany do 600 Ω. Żądane opóźnienie 10 msec. Dopuszczalne odchylenia opóźnienia od wartości średniej conajwyżej 3%.

Z krzywych na rys. 15 dla $m = \frac{f_d}{f_g} = \frac{350}{500} = 0{,}7$

i $\Delta = 0{,}03$ znajdujemy:

$\alpha = 2{,}33,\ \beta = 1{,}105,\ w = 0{,}61$ i $z_2 = 1{,}095$



Rys. 17. Układ z transformatorem różnicowym; równoważny czwórnikowi kratowemu na rys. 11.

stąd przy pomocy wzorów (24) obliczamy

$L_0 = 297$ mH $\qquad L_1 = 63{,}7$ mH

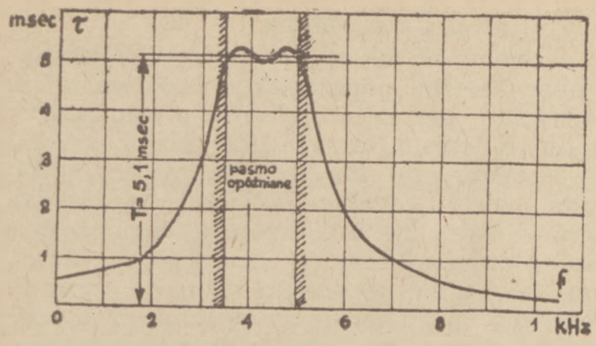
$C_0 = 0{,}483\ \mu F \qquad C_1 = 2{,}07\ \mu F$

zaś przy pomocy wzorów (25)

$L_0^* = 174$ mH $\qquad L_1^* = 747$ mH

$C_0^* = 0{,}826\ \mu F \qquad C_1^* = 0{,}177\ \mu F$

Krzywa opóźnienia obliczona przy pomocy wzoru (27) podana jest na rys. 18. Jak widać dla uzyskania opóźnienia 10 msec trzeba będzie połączyć łańcuchowo 2 jednakowe czwórniki, jak na rys. 12. Jeśli użyjemy układu ekonomicznego, jak na rys. 17, to po połączeniu łańcuchowym dwu takich czwórników otrzymamy układ, jak na rys. 19.



Rys. 18.

8. SPRAWDZENIE DOŚWIADCZALNE

W celu sprawdzenia wyników rozważań teoretycznych zaprojektowano, wykonano i zbadano opóźniacz o danych:
częstotliwości graniczne

$$f_d = 955 \text{ Hz i } f_g = 1140 \text{ Hz}$$

dopasowanie $R_0 = 600\ \Omega$

wahania opóźnienia $\Delta = \pm 4\%$

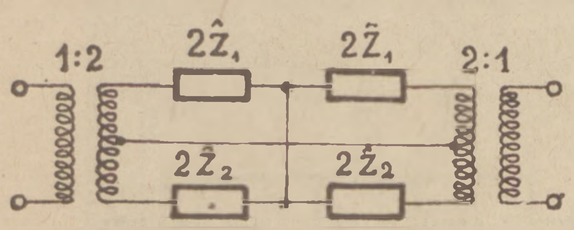
Przy tych założeniach otrzymano w wyniku projektowania dla $m = \frac{f_d}{f_g} = \frac{955}{1140} = 0{,}838$ i $\Delta = 0{,}04$ wartości parametrów

$\alpha = 2{,}066$ $\quad w = 0{,}1200$

$\beta = 1{,}016$ $\quad z = 1{,}018$

stąd zaś

$L_0 = 264{,}0$ mH	$L_1 = 12{,}97$ mH
$C_0 = 88{,}3$ nF	$C_1 = 1{,}760$ µF
$L_0^* = 0{,}733$ µF	$L_1^* = 633{,}0$ mH
$C_0^* = 31{,}80$ mH	$C_1^* = 36{,}05$ nF



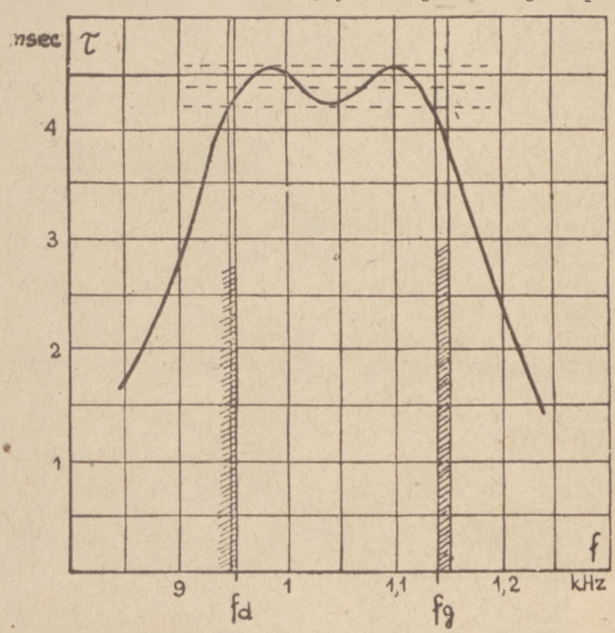
Rys. 19. Połączenie łańcuchowe 2 jednakowych czwórników jak na rys. 17.

Obliczona krzywa opóźnienia podana jest na rys. 20.

Indukcyjności wykonano w postaci cewek rdzeniowych toroidalnych o stratności $\delta_L = 0{,}008$ przy częstotliwości 1000 Hz. Pojemności wykonano jako kondensatory mikowe o stratności $\delta_c = 0{,}001$. Niedokładność elementów nie przekraczała 5‰. Zastosowano układ, jak na rys. 12.

Po wykonaniu opóźniacza przeprowadzono szereg obserwacyj jego pracy. W tym celu zdejmowano przy pomocy 2 pętli oscylografu pętlicowego przebieg prądu jednocześnie na wejściu i na wyjściu z opóźniacza w różnych warunkach pracy. Stosowano przy tym na wyjściu pętlę o większej czułości, aby uzyskać w miarę możności jednakowe amplitudy obu przebiegów.

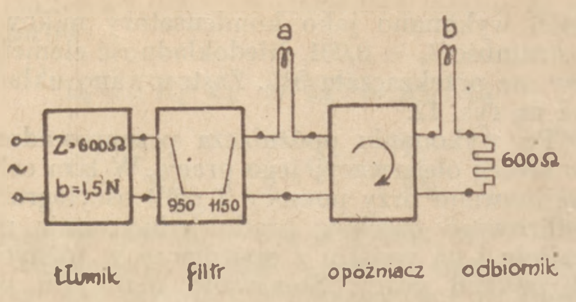
Pierwsza obserwacja dotyczyła właściwych warunków pracy opóźniacza: nadawane przebiegi zawierały tylko prądy składowe, o częstotliwościach mieszczących się wewnątrz pa-



Rys. 20.

sma opóźnianego. Aby spełnić ten warunek, nadawany przebieg kierowany był najpierw do filtru środkowoprzepustowego wycinającego pasmo 955 ÷ 1140 Hz, po czym dopiero przechodził poprzez opóźniacz. Filtr był dopasowany do oporu 600 Ω. Aby zapewnić mu warunki prawidłowej pracy umieszczono między źródłem a filtrem tłumik o oporze falowym 600 Ω i tłumieniu 1,5 N. W ten sposób uniezależniono się praktycznie od oporu wewnętrznego źródła. Tłumienie filtru w paśmie opóźnianym wynosiło 0,4 N, zaś dla częstotliwości $f \leqslant 915$ Hz oraz $f \geqslant 1180$ Hz było większe od 4 N. Obserwacja ta miała wykazać, w jakim stopniu zachowana zostaje wierność przebiegu przy jednoczesnym uzyskaniu opóźnienia.

Druga i trzecia obserwacja odnosiły się do wypadków, gdy nadawany przebieg zawiera również prądy składowe o częstotliwościach wykraczających po za pasmo opóźniane. Mia-

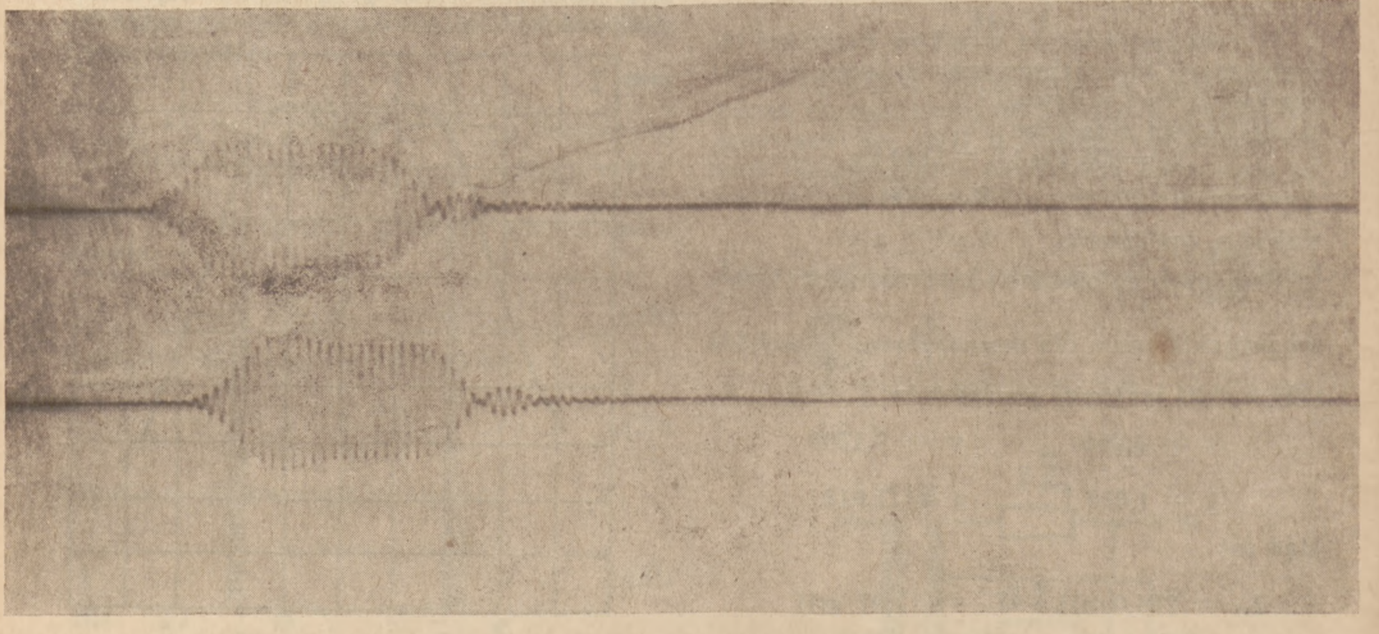


Rys. 21. Schemat połączeń przy obserwacji 1.

ły one na celu pokazać jakim zniekształceniom ulega wtedy nadawany przebieg [9]).

Obserwacja 2.

Zastosowano układ, jak na rys. 23, a więc różniący się od poprzedniego brakiem filtru. Nadawano szereg impulsów prostokątnych prądu o częstotliwości 1050 Hz z częstotliwością przerw 25 Hz. Na wyjściu uzyskano wtedy przebieg wyraźnie zniekształcony — patrz rys. 24. Przebieg ten może być rozdzielony na 3 fazy. W fazie pierwszej trwającej 1 msec. występują rozmaite częstotliwości nie opóźniane przez opóźniacz, w fazie drugiej zjawia się częstotliwość opóźniana 1050 Hz, wobec czego przebieg staje się prawidłowy, w fazie trzeciej, końcowej, rozpoczynającej się z chwilą, gdy kończy się impuls nadawany, trwa jeszcze przez czas pewien częstotliwość opóźniana 1050 Hz.

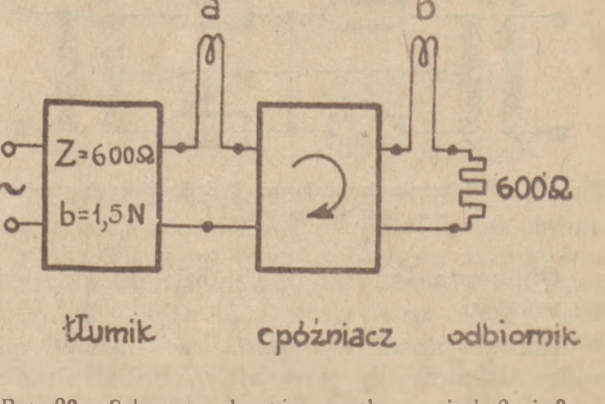


Rys. 22. Przebieg prądu w pętli a (zdjęcie górne) i w pętli b (zdjęcie dolne) przy nadaniu impulsu prądu o częstotliwości 1050 H_z w układzie, jak na rys. 21.

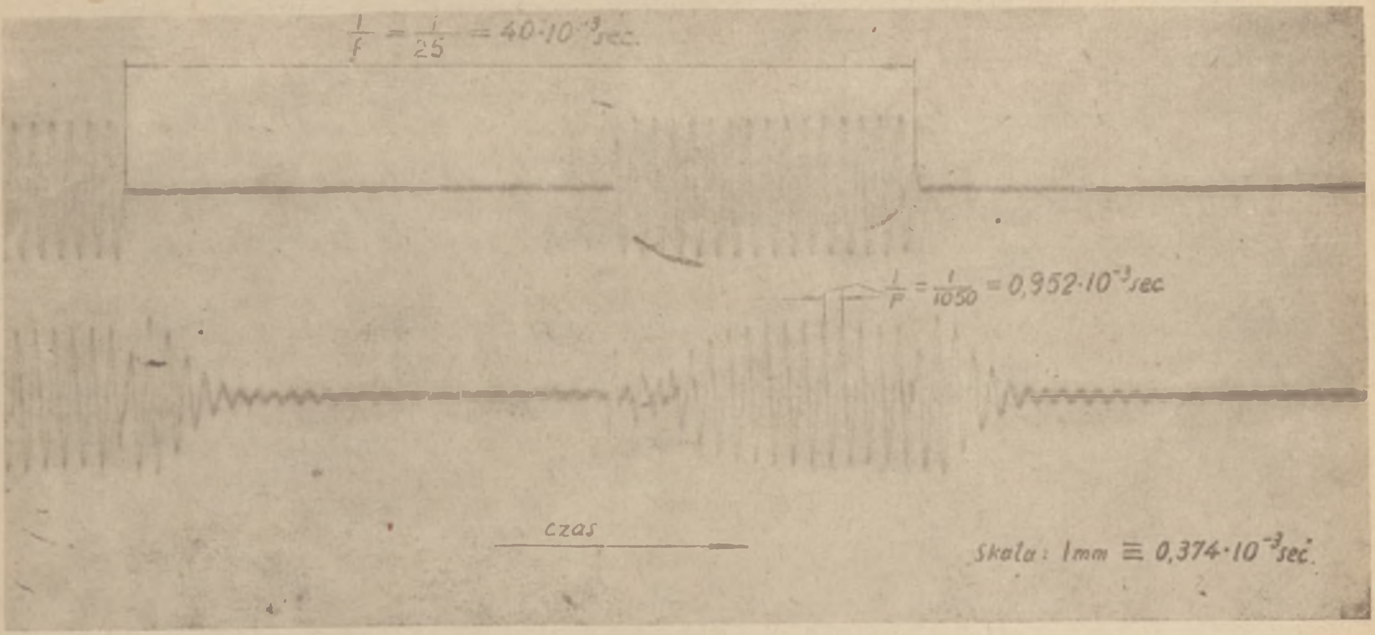
Obserwacja 1.

Zastosowano układ, jak na rys. 21. Nadano jednorazowy impuls prądu o częstotliwości 1050 Hz trwający 22 msec. Ponieważ zamykanie i przerywanie obwodu było nagle, przeto obwiednia prądu była praktycznie biorąc prostokątna. Po przepuszczeniu jednak tego prądu przez filtr uzyskał on charakter przedstawiony na zdjęciu górnym rys. 22, prąd pętli *a*. Przebieg prądu w pętli *b* podaje zdjęcie dolne. Widać, że jednocześnie z powstawaniem prądu wejściowego, zjawia się bardzo mały, praktycznie do pominięcia, prąd wyjściowy, który dopiero po czasie równym 4,4 msec zaczyna wzrastać tworząc przebieg opóźniony, powtórzony z praktyczną wiernością.

[9]) W pracy przytoczonej w odsyłaczu [7]) podano wyniki szeregu innych obserwacyj. W niniejszym artykule przytoczone są tylko 3 najbardziej charakterystyczne.



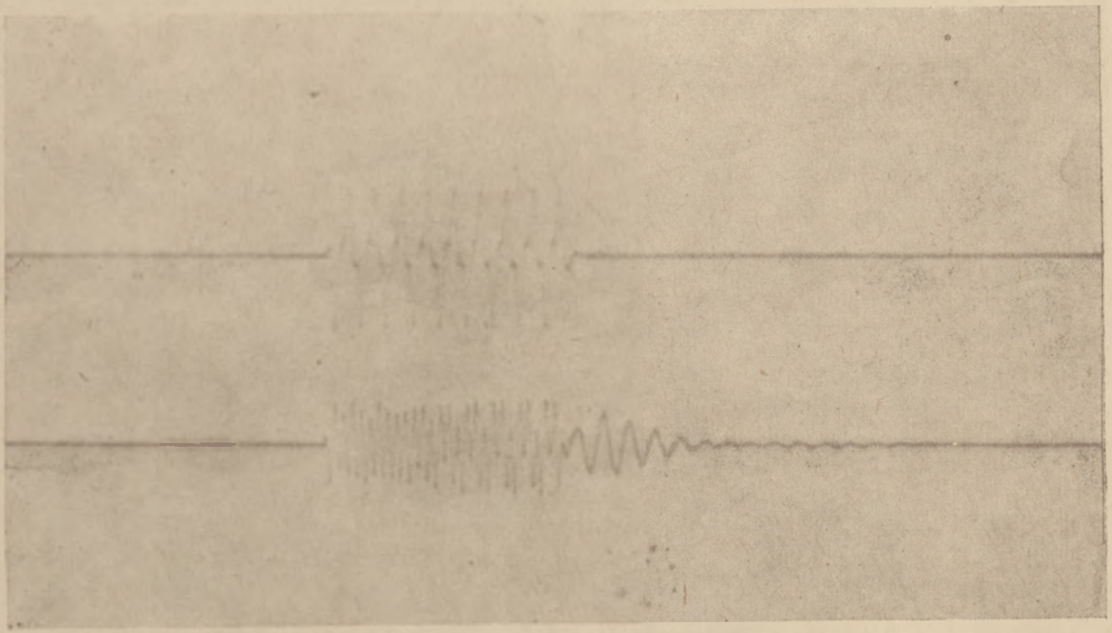
Rys. 23. Schemat połączeń przy obserwacjach 2. i 3.



Rys. 24. Przebieg prądu w pętli a (zdjęcie górne) i w pętli b (zdjęcie dolne) przy nadawaniu impulsów prądu o częstotliwości 1050 Hz w układzie jak na rys. 23.

Obserwacja 3.

Zastosowano układ, jak przy obserwacji 2. Jako źródła użyto 2 szeregowo połączonych generatorów: jednego o częstotliwości 1050 Hz i drugiego o częstotliwości 3150 Hz, puls o obwiedni prostokątnej pokazany na zdjęciu górnym rys. 25. Zdjęcie dolne przedstawia przebieg prądu za opóźniaczem. Tu również jak poprzednio występują wyraźnie 3 fazy przebiegu: w fazie pierwszej mamy



Rys. 25. Przebieg prądu w pętli a (zdjęcie górne) i w pętli b (zdjęcie dolne) przy nadawaniu impulsu złożonego z 2 prądów o częstotliwościach 1050 H_z i 3150 H_z, trwającego 9 msec, w układzie jak na rys. 23.

o mniej więcej jednakowych amplitudach napięć. Obwód źródła zamknięto w pewnej chwili na czas równy 9 msec, po czym przerwano go. W ten sposób nadano jednorazowy imgłównie prąd o częstotliwości 3150 Hz, dla którego opóźnienie jest bardzo małe, w fazie drugiej obie częstotliwości występują jednocześnie; jeżeli mimo to przebieg prądu nie jest

tu analogiczny do nadawanego, to należy to przypisać temu, że przesunięcia fazowe oraz tłumienia dla obu składowych prądów są rozmaite; wreszcie w fazie trzeciej pozostaje już tylko prąd o częstotliwości opóźnianej 1050 Hz.

Jeżeli by analogiczną obserwację wykonać na słuch włączając zamiast pętli słuchawki, to można by oczekiwać rozmaitego efektu słuchowego: w słuchawce *a* powinno się słyszeć dźwięk dwutonowy, a w słuchawce *b* — dwa tony wyższy i niższy następujące po sobie. Próba taka była wykonana, jednakże nie stwierdzono kolejnego występowania tonów. Tłumaczy się to bezwładnością wrażeń słuchowych. Czas opóźnienia 4,4 msec jest za krótki na to, aby ucho przejęło każdy z tonów oddzielnie[10]). Niewątpliwie jednak efekt taki można by było stwierdzić w wypadku odpowiednio większego opóźnienia.

9. ZAKOŃCZENIE

Rozpatrzone w niniejszej pracy układy opóźniające realizują opóźnienie przebiegów na drodze wyłącznie elektrycznej; inaczej mówiąc nie zachodzi przy tym potrzeba przetwarzania energii elektrycznej na energię o innej postaci, i odwrotnie. Dla całości obrazu należy jednak wspomnieć, że opóźniacze elektryczne nie są jedynie możliwym rozwiązaniem zagadnienia opóźniania przebiegów elektrycznych. Tak więc np. można wykorzystać dla uzyskania opóźnienia fakt stosunkowo powolnego rozchodzenia się fal akustycznych. Odpowiednie urządzenie winno się składać z: 1) przetwarzacza energii elektrycznej na energię akustyczną (słuchawki, głośnika), 2) ośrodka przenoszącego fale akustyczne np. przewodu rurowego odpowiedniej długości i 3) przetwarzacza energii akustycznej na energię elektryczną (mikrofonu). Jeśli ośrodek jest powietrzny, to biorąc pod uwagę, że szybkość fal akustycznych w powietrzu wynosi = 344 m/sec, otrzymamy opóźnienie = 2,9 msec na 1 metr bieżący przewodu. Można też zrealizować opóźnienie na drodze magnetycznej. Między 2 cewkami (nadawczą i odbiorczą) przesuwa się z odpowiednią szybkością taśma magnetyczna (ewent. obraca się tarcza magnetyczna). Cewka nadawcza, przez którą przepływa prąd opóźniany, magnesuje taśmę (tarczę). W cewce odbiorczej zostaje wzniecony prąd opóźniony o czas, jakiego potrzebuje dowolny punkt taśmy (tarczy) do przebycia drogi od jednej cewki do drugiej.

Aczkolwiek urządzenia opóźniające z przemianą energii mogą okazać się ekonomiczniejsze w szczególności, gdy chodzi o uzyskanie większych opóźnień, to jednak mają one wadę w porównaniu z opóźniaczami elektrycznymi: wprowadzają one mianowicie znaczne zniekształcenie przebiegów opóźnianych.

10) patrz np. Engl J. „Raum—und Bauakustik" Leipzig. 1939 str. 64 ÷ 65.

Adres Redakcji i Administracji: **Warszawa, Nowogrodzka 45, III p., telef. 871-70.**

Konto: rachunek miejscowy Nr. 9 Warszawa 1.

Sekretariat czynny codziennie od godz. 9 do godz. 14.

WARUNKI PRENUMERATY:

Rocznie	Zł. 160.—
Kwartalnie	Zł. 40.—
Pojedyńczy numer	Zł. 40.—

Redaktor: **inż Henryk Kowalski.** Wydawca: **Sekcja Teletechniczna S.E.P.**

Drukarnia „Praca" Warszawa, Hoża 11. Nr. B-06815.